

Transmisor Polar Clase E³ en UHF sobre Tecnología GaN HEMT

José A. García, Lorena Cabria, Nieves Ruiz, Leysi Rizo, Reinel Marante

joseangel.garcia@unican.es, lorena.cabria@unican.es, mariadelasnieves.ruiz@unican.es,

lizo@dicom.unican.es, reinel.marante@unican.es

Dpto. Ing. Comunicaciones, Universidad de Cantabria, Laboratorios I+D+i de Telecomunicaciones, Plaza de la Ciencia s/n, 39005 Santander.

Resumen- In this paper, a class E³ polar transmitter is presented, aimed to handle envelope-varying communication signals with high power efficiency. Implemented at UHF band, it combines a class E RF PA, excited by a phase modulated constant envelope signal, with a class E² DC/DC converter, aimed to high-level and synchronously modulate the RF PA according to the amplitude component. Using GaN HEMT technology, both for the RF and the envelope power stages, and after applying digital predistortion (DPD), a global average efficiency over 40% is obtained for an EDGE signal.

I. INTRODUCCIÓN

En los próximos años, se espera que el tráfico medio de datos en sistemas inalámbricos continúe creciendo a un ritmo exponencial, provocando un aumento significativo en el consumo de energía y, como consecuencia, en la emisión de gases de efecto invernadero. La Comisión de la Unión Europea ha realizado recientemente un llamamiento a la industria de las Tecnologías de la Información y las Comunicaciones, TIC, para que lleguen a ser sostenibles, mejorando la eficiencia energética de las redes y de los sistemas asociados. Teniendo en cuenta que las redes y los equipos de comunicaciones de hoy en día han sido concebidos para optimizar sus prestaciones, y no para maximizar la eficiencia en el uso que hacen de la energía, es necesaria una estrategia de diseño totalmente diferente con el fin de hacer frente a los desafíos futuros, como son la reducción de costes de operación, la competitividad de la industria y la protección del medio ambiente.

Al mismo tiempo, la conexión con el usuario debe mantenerse con el grado de calidad de servicio deseado, así como con total transparencia de la tecnología empleada en la comunicación, forzando la evolución de los transmisores inalámbricos hacia “software-defined” o “cognitive radio”, capaces de operar en diferentes bandas de frecuencias y niveles de potencia, manejando estándares de comunicación con disímiles formatos de modulación y estadística de la envolvente, y, en consecuencia, cumpliendo con las estrictas especificaciones de linealidad siempre asociadas al objetivo de aumentar la eficiencia espectral.

En el marco de este escenario, se viene prestando especial atención al desarrollo de arquitecturas de transmisión denominadas emergentes, entre las que destaca por sus potencialidades el transmisor polar [1]. Fundamentado en la técnica de eliminación y restauración de la envolvente [2], las componentes de amplitud y fase de la señal de comunicación son tratadas de modo independiente, y recombinadas en la etapa de salida del transmisor. El

tratamiento de la componente de amplitud es agnóstico en cuanto a frecuencia de transmisión se refiere, razón por la cual esta arquitectura ofrece rasgos de interés para su uso en terminales reconfigurables o definidos por software.

Aunque debería ser capaz de ofrecer, en teoría, un 100% de eficiencia, sus prestaciones están usualmente limitadas por no idealidades tanto a nivel de circuito como de sistema, tal y como sucede con cualquier otra solución de ingeniería. Quedando la eficiencia global del transmisor determinada por el producto de las eficiencias del amplificador de RF (excitado por una señal modulada en fase y de envolvente constante) y del amplificador de envolvente (requerido para modular en amplitud al anterior), el diseño de ambos bloques resulta crítico de cara a conseguir las prestaciones deseadas. En particular, y dada la necesidad de amplificar de modo eficiente la envolvente de la señal, con un contenido espectral que podría cubrir desde DC hasta decenas de MHz para una señal tipo WCDMA o WiMAX, el diseño del amplificador de envolvente demanda la mayor parte de la atención en la comunidad dedicada a la investigación de esta topología.

De cara a abordar una posible solución a los problemas de implementación en este tipo de arquitecturas, en este trabajo se presenta un transmisor polar clase E³ para la banda de UHF, que combina un amplificador conmutado clase E en RF con un convertidor DC/DC resonante E² (inversor + rectificador, ambos clase E), implementado también en la misma banda de frecuencia. El uso de tecnología GaN HEMT y de funciones de predistorsión digital permiten conseguir prestaciones interesantes en ambas funciones.

II. AMPLIFICADOR DE ENVOLVENTE: PROBLEMÁTICA

En formatos de modulación digital espectralmente eficientes, tipo multinivel o multiportadora, se consigue maximizar la cantidad de datos a transmitir sobre un determinado ancho de banda gracias a la variación simultánea de las componentes de amplitud y fase de la señal pasobanda modulada. La componente de amplitud, a manipular con la etapa de amplificación o modulación de envolvente, presenta entonces un contenido espectral que puede abarcar desde DC hasta un valor de frecuencia varias veces superior al ancho de banda de dicha señal, o de sus componentes en fase y cuadratura, valor en el orden de las decenas de MHz para señales como las ya mencionadas.

En un convertidor DC/DC conmutado, como el convertidor buck con modulación de ancho de pulso [3], PWM, la frecuencia de la señal moduladora debe ser una

fracción de la frecuencia de conmutación (un 20% o menos de dicho valor). Al quedar esta última limitada a cientos de kHz, o decenas de MHz en el mejor de los casos, debido a su impacto sobre las pérdidas de conmutación, estos convertidores pueden utilizarse de modo eficiente en anchos de banda en el mejor de los casos de pocas centenas de kHz.

Aprovechando las particularidades de la distribución de la potencia de la componente AM con la frecuencia en este tipo de señales, con cerca de un 80% del valor total concentrado por debajo de 200-300 kHz, estos convertidores conmutados se pueden combinar apropiadamente con amplificadores de tipo lineal [1, 4], de modo a conseguir una eficiencia promedio aceptable (determinada por la etapa conmutada) y satisfaciendo a la vez los requisitos tan restrictivos de linealidad. De cara a mejorar cada vez más las prestaciones en ancho de banda de la parte conmutada, determinante en la eficiencia del conjunto, se han propuesto recientemente distintas topologías multinivel [5, 6].

El ahorro de costes que implicaría poder manipular con una sola cadena transmisora señales de esta naturaleza, pero con varias portadoras (los casos de 4-carrier y 8-carrier WCDMA, por ejemplo), la evolución hacia formatos de modulación cada más complejos, como los que se consideran ya en el Long Term Evolution (LTE), o el interés de extender estas técnicas a otras aplicaciones, no sólo comerciales, sino también militares, con mayores anchos de banda (centenas de MHz), hacen necesarias soluciones alternativas a este tipo de topología híbrida (conmutado + lineal).

III. CONVERTIDOR RESONANTE DC/DC CLASE E² EN RF

Estableciendo como objetivo una solución completamente conmutada, el ancho de banda en el que sería necesaria una operación eficiente del convertidor DC/DC vendrá entonces determinado por el ancho de banda de la señal PWM o de la señal sigma-delta ($\Sigma\Delta$) en la cual se codifiquen las variaciones de amplitud de la envolvente. Los problemas anteriormente referidos para conseguir una operación eficiente sobre decenas o centenas de MHz podrían considerarse como problemas relacionados con el ancho de banda fraccional de tales señales, con espectros centrados en DC.

De hecho, los amplificadores RF/microondas conmutados en el estado-del-arte permiten cubrir anchos de banda de ese orden, al operar sobre una frecuencia elevada y con ello reducir las exigencias en cuanto a ancho de banda fraccional o relativo se refiere. En dichos diseños, al ser de naturaleza pasobanda en lugar de pasobajo, se saca partido de la resonancia de los elementos reactivos parásitos del transistor que contribuyen a las pérdidas de conmutación (el caso por ejemplo de un amplificador clase E, en el que se incluye la capacidad de salida del dispositivo en el procedimiento de síntesis de la red de salida a la frecuencia de la señal portadora y sus armónicos).

Sobre la base de estas consideraciones, la traslación hacia arriba en frecuencia del espectro de la señal PWM ó $\Sigma\Delta$, gracias a un proceso de modulación doble banda lateral sobre una portadora de RF/microondas, combinada con la selección de una topología convertidora apropiada para su operación pasobanda y según los mismos principios de resonancia, podría abrir un camino de cara a solucionar las

limitaciones de implementación de estos transmisores en un ancho de banda muy superior al actual.

Los convertidores DC/DC de tipo resonante, y en particular el convertidor clase E² propuesto por Kazimierzczuk [7], se constituyen como alternativas prometedoras desde este punto de vista. De hecho, soluciones de esta naturaleza vienen siendo investigadas por grupos como en el caso de [8] para conseguir elevar la densidad de manejo de potencia (W/cm²) así como anchos de banda de control superiores a los permitidos por otras topologías.

Sobre la base de estos trabajos, en la Fig. 1 se presenta un esquema simplificado del convertidor resonante clase E² en RF propuesto como etapa de amplificación de envolvente del transmisor polar.

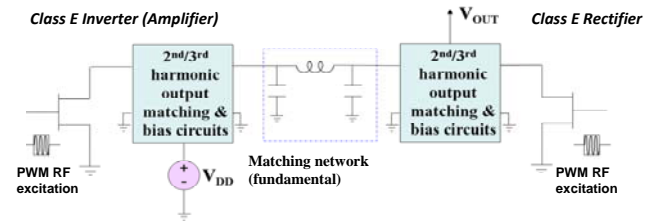


Fig. 1. Diagrama simplificado del Convertidor Resonante Clase E² en RF.

El convertidor combina una etapa inversora o amplificadora en clase E con una etapa rectificadora síncrona, también clase E. Para conseguir condiciones de conmutación a tensión cero de ambos transistores alrededor de la frecuencia de RF seleccionada, se utilizan redes multi-armónicas para el conformado de las variaciones temporales de la corriente y la tensión en los terminales de drenador. El control de la tensión de salida, o su variación temporal según la componente de amplitud o envolvente de la señal de comunicación, se consigue sincronizando apropiadamente ambas etapas mediante el ajuste de la fase relativa en RF de las excitaciones aplicadas en puerta, y modulando dicha señal con una codificación PWM de la mencionada envolvente.

En la Fig. 2 se presenta un esquema circuital, válido no sólo para las dos etapas que integran el convertidor DC/DC clase E², sino también para el amplificador de RF en el que se implementará la modulación de amplitud de alto nivel.

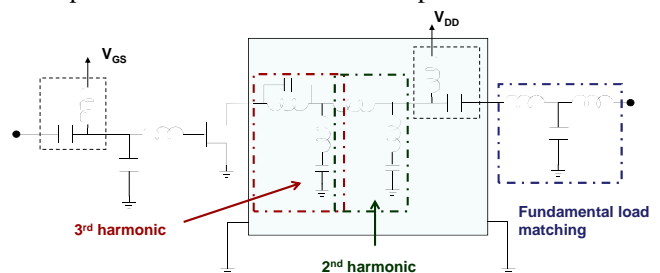


Fig. 2. Esquema circuital equivalente válido para cada una de las etapas clase E del transmisor.

Siguiendo un principio de síntesis como el propuesto en [9], se pueden implementar en orden consecutivo las condiciones de terminación en drenador al tercer armónico, al segundo y al fundamental, usando en este caso elementos concentrados. La utilización de los circuitos resonante serie permite asegurar cortos al tercer y segundo armónico en los puntos en los que se colocan, de modo a que los valores de

impedancia que se sintetizan con los elementos a su izquierda en esas frecuencias no se vean luego afectados por los elementos usados a su derecha.

Siguiendo estas topologías, en la Fig. 3 se muestran detalles de la primera versión del convertidor DC/DC clase E² implementado, en la banda de UHF (770 MHz) y usando transistores GaN HEMT de Cree Inc. (del tipo CGH35030). Para las redes de adaptación se usaron condensadores cerámicos de ATC y bobinas de núcleo de aire de Coilcraft de alto factor de calidad.

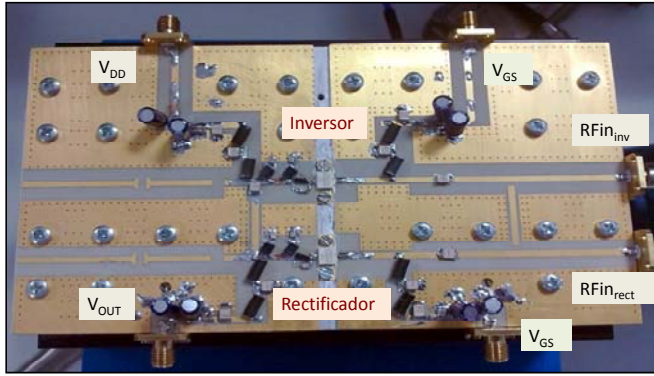


Fig. 3. Detalles de implementación del convertidor DC/DC clase E².

Una vez sincronizadas apropiadamente las excitaciones de RF en ambas puertas, usando un divisor de potencia y una línea extensora como desfasador, en la Fig. 4 se presentan resultados de caracterización del convertidor, tanto en la dependencia de la tensión de salida y la eficiencia con la tensión V_{DD} , como en función de la frecuencia de la señal de RF utilizada. El perfil de variación de la tensión con la alimentación en la Fig. 4a es aproximadamente lineal, mientras que la eficiencia sigue un comportamiento que responde aproximadamente a $\eta_{conv} \approx \eta_{inv} \cdot \eta_{rect}$.

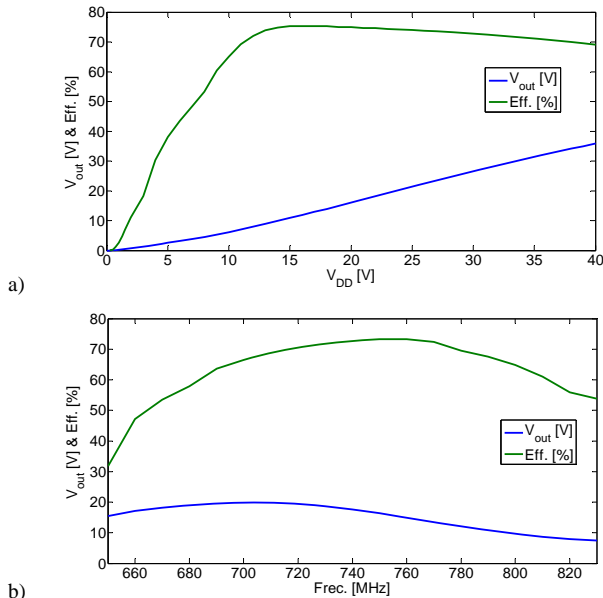


Fig. 4. Resultados de caracterización del convertidor DC/DC a) frente a la tensión de alimentación del inversor, y b) frente a la frecuencia de RF.

En la Fig. 4b es posible apreciar que, aunque la eficiencia pico alcanza un valor de 73.33%, no competitivo con la de los convertidores conmutados de tipo pasabajo (con valores de eficiencia superiores al 90%), dicha magnitud se mantiene alta sobre un ancho de banda relativamente importante (el

ancho de banda definido para una reducción en un 5% y en un 10% de la eficiencia respecto a su valor pico es de 70 MHz y 110 MHz respectivamente).

Los resultados de variación de la tensión de salida y de la eficiencia frente al ciclo útil, considerando o no la utilización de un filtro reconstructor muy sencillo L serie – C paralelo, se presentan en la Fig. 5.

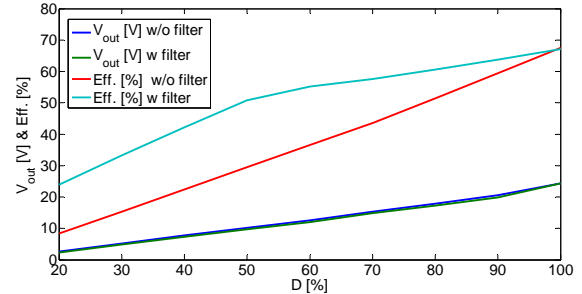


Fig. 5. Resultados de caracterización del convertidor DC/DC, con y sin filtro reconstructor a su salida frente al ciclo útil de los pulsos usados para modular la excitación de RF.

La tensión a la salida, tal y como era de esperar, sigue más o menos linealmente al ciclo útil de la excitación de RF aplicada en las puertas. El filtro reconstructor ejerce una influencia muy importante no sólo en el perfil de variación de la eficiencia, sino también en la propia linealidad del proceso.

IV. TRANSMISOR POLAR CLASE E³

En la Fig. 6 se presenta un diagrama simplificado de la arquitectura propuesta para el transmisor polar, y que incorpora el convertidor DC/DC resonante en RF arriba descrito. La componente AM de la señal $a_x(t)$, es modulada primero en PWM, y la señal resultante usada para modular en doble banda lateral la frecuencia de portadora, de cara a excitar los terminales de puerta de los transistores del convertidor. Como en cualquier transmisor polar, las etapas de amplificación de RF son excitadas por una señal de RF de envolvente constante, con fase $\phi_x(t)$.

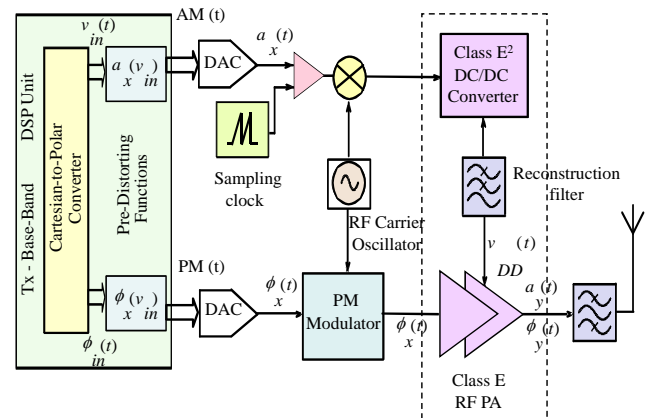


Fig. 6. Arquitectura del transmisor polar propuesto.

La utilización de look up tables (LUT) en banda base permitiría corregir las no idealidades de ambas ramas, y en especial los perfiles V_{dd} - AM y V_{dd} - PM de la etapa de modulación clase E de alto nivel.

Detalles de la implementación de las etapas de potencia del transmisor se pueden apreciar en la fotografía de la Fig.

7. Para el amplificador de RF clase E se siguió un diseño similar al de las etapas del convertidor ya estudiadas, usando otro dispositivo GaN HEMT CGH35030 de Cree Inc.

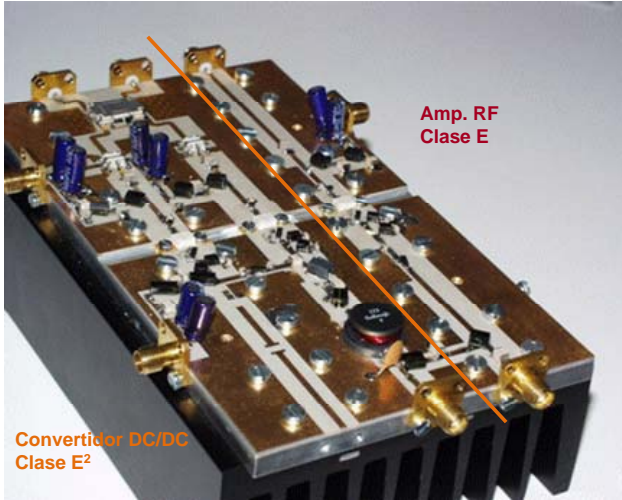


Fig. 7. Detalles de implementación e integración de las etapas de potencia del transmisor (convertidor, filtro reconstructor y amplificador de RF).

Para la caracterización de la arquitectura de transmisión, se utilizaron dos generadores vectoriales de señal ESG4438C de Agilent Tech., capaces de ofrecer la señal de RF modulada en fase para excitar al amplificador, y la señal de RF modulada en ancho de pulso para excitar las dos etapas del convertidor. Debido a las limitaciones en ancho de banda (40 MHz) y en especial de frecuencia de muestreo (100 Ms/seg) de los generadores arbitrarios que contienen, se decidió utilizar una señal tipo EDGE para la caracterización de la plataforma. Siendo su ancho de banda de unos 200 kHz, se puede acomodar una frecuencia de conmutación para la PWM de 2 MHz, muy por debajo del límite en la frecuencia de muestreo. De este modo, la señal PWM a la salida del generador que excitará el convertidor tendrá un ruido de cuantificación acorde a la máscara espectral.

Una vez medidas en modo dinámico las características AM-AM y AM-PM de las etapas de potencia del transmisor, comparando las componentes de amplitud y fase a su salida con una señal triangular usada como moduladora, gracias al uso de la herramienta Distortion Suite del analizador vectorial de señal VSA89600A, y a la conveniente sincronización de la captura con el disparo de los generadores, fue posible implementar funciones de predistorsión digital (DPD) sin memoria en forma de LUTs, que ofrecieron muy buenas prestaciones.

En la Tabla I, se muestran los resultados comparativos medidos con una señal EDGE, sin predistorsionar y después de hacerlo, para la potencia de salida promedio, la eficiencia global, y la magnitud del vector error.

Tabla I. Valores comparativos de las prestaciones del transmisor polar clase E³ sin y con predistorsión.

	P _{out} [W]	η_{global} [%]	EVM [%]
Tx Polar sin DPD	4.98	49.64	20.31
Tx Polar con DPD	3.22	40.41	3.43

El valor de eficiencia promedio sin predistorsionar se acerca a la barrera del 50%, pero una vez predistorsionada la

señal, cae a una figura de aproximadamente 40%. Aunque podría ser un valor aceptable, en el proceso de ajuste se detectó el papel crítico de la respuesta en frecuencia de la impedancia de entrada del filtro reconstructor, sobre el que será necesario trabajar en un futuro. Para poder evaluar la verdadera capacidad de esta topología en ancho de banda, sería necesario además implementar analógicamente una etapa de modulación PWM de alta velocidad.

V. CONCLUSIONES

En esta contribución se ha presentado el diseño de las etapas de potencia (RF y envolvente) de un transmisor polar clase E³, orientado a la manipulación con alta eficiencia de señales de comunicación con envolvente variable. Implementado en la banda de UHF, combina un amplificador de RF clase E, con un convertidor resonante DC/DC clase E². Usando tecnología GaN HEMT de Cree Inc., y una vez implementadas funciones de predistorsión digital, se consiguió una potencia promedio de salida de 3 W, satisfaciendo los requisitos de linealidad de una señal EDGE con una eficiencia global de un 40%.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido soportado por el Ministerio de Ciencia e Innovación a través de los proyectos TEC2008-06684-C03-01 y CSD2008-00068. J. A. García quiere agradecer el soporte brindado por el Ministerio de Educación, a través de su programa de Ayudas de Movilidad para el Profesorado Modo A (ref. PR2010-0202). R. Marante y L. Rizo desean agradecer además la financiación de sus contribuciones respectivas por parte de la Agencia Española de Cooperación Internacional al Desarrollo del Ministerio de Asuntos Exteriores y Cooperación (MAEC-AECID).

REFERENCIAS

- [1] W. Narisi, P. Xinli, V. Yousefzadeh, D. Maksimovic, S. Pajic and Z. Popovic, "Linearity of X-band Class-E Power Amplifiers in EER Operation," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 53, no. 3, pp. 1096-1102, March 2005.
- [2] L. R. Kahn, "Single-Sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration," *Proc. IRE*, vol. 40, no. 7, July 1952.
- [3] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd ed., Springer: NY, 2001.
- [4] D. F. Kimball, J. Jinho, H. Shin, P. Draxler, S. Lanfranco, W. Nagy, K. Linthicum, L. E. Larson and P. M. Asbeck, "High-Efficiency Envelope-Tracking W-CDMA Base-Station Amplifier Using GaN HEMTs," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 54, no. 11, pp. 3848-3856, Nov. 2006.
- [5] M. Rodríguez, P. Fernández-Miaja, A. Rodríguez and J. Sebastian, "A Multiple-Input Digitally Controlled Buck Converter for Envelope Tracking Applications in Radiofrequency Power Amplifiers," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 25, no. 2, pp. 369-381, Feb. 2010.
- [6] M. Vasic, O. García, J. A. Oliver, P. Alou, D. Díaz and J. A. Cobos, "Multilevel Power Supply for High Efficiency RF Amplifiers," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 25, no. 4, pp. 1078-1089, April 2010.
- [7] M. K. Kazimierzczuk and J. Jozwic, "Class E² Narrow-Band Resonant DC/DC Converters," *IEEE Trans. Inst. and Meas.*, vol. 38, no. 6, pp. 1064-1068, Dec. 1989.
- [8] D. J. Perreault, H. Jingying, J. M. Rivas, H. Yehui, O. Leitermann, R. C. N. Pilawa-Podgurski, A. Sagneri and C. R. Sullivan, "Opportunities and Challenges in Very High Frequency Power Conversion," *2009 Applied Power Elect. Conf. and Exp. (APEC)*, pp. 1-14, March 2009.
- [9] T. B. Mader and Z. B. Popovic, "The Transmission-Line High-Efficiency Class-E Amplifier," *IEEE Microwave and Guided Wave Let.*, vol. 5, no. 9, pp. 290-292, Sept. 1995.